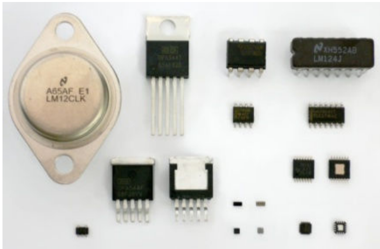
Chapitre 2 : Amplificateur opérationnel

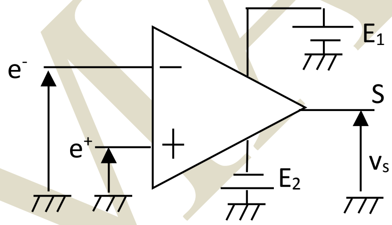
1. Présentation de l'amplificateur opérationnel (AOP)

1.1. Définitions

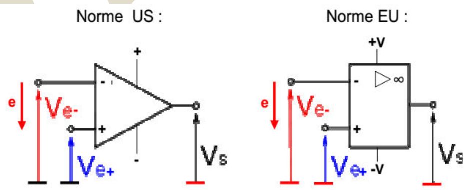
L'amplificateur opérationnel (***AOP*** ou ***AO***) est un amplificateur de tension. Il se présente sous la forme d'un circuit intégré (*en général DIL*). L'amplificateur opérationnel est composé de deux mots : **Amplificateur** (c'est la fonction de base de ce composant) et **Opérationnel** (possibilité de créer des opérations mathématiques (Dérivée, intégrale, Log, etc.)).



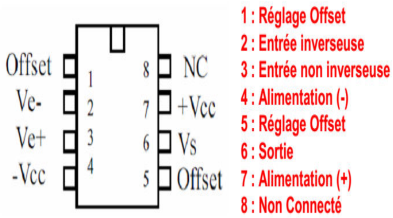
L'AOP possède 2 entrées (e^+ : ***non inverseuse*** et e^- : ***inverseuse***) et une sortie ***S*** (v_s). L'alimentation s'effectue par 2 sources : E_1 et E_2 ($E_1 > 0$ et $E_2 < 0$). L'AOP supporte des alimentations dissymétriques par rapport à la masse et même une alimentation unique.

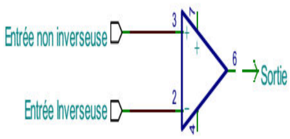


Les symboles normalisés utilisés pour sa représentation en schéma sont les suivants :



L'exemple le plus connu est le ***LM 741CN*** :





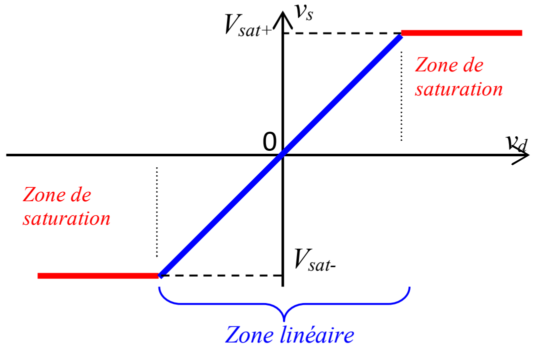
La sortie v_s peut varier entre 2 limites : V_{sat+} et V_{sat-} (*tension de saturation positive et négative, respectivement*), avec $V_{sat+} = E_1 - \delta$ et $V_{sat-} = E_2 + \delta$ et $\delta \simeq 1V$.

1.2. Régimes de fonctionnement et caractéristique de transfert d'un AOP

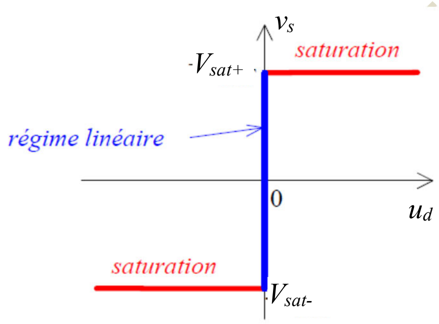
On distingue deux régimes de fonctionnement :

- ***Régime de saturation*** où v_s est égal à V_{sat+} ou à V_{sat+}
- ***Régime linéaire*** où v_s est proportionnel à v_d : $v_s = A_d v_d$

Nous avons : $v_s = A_d(e^+ - e^-) = Av_d$, A_d est le gain en mode différentiel.



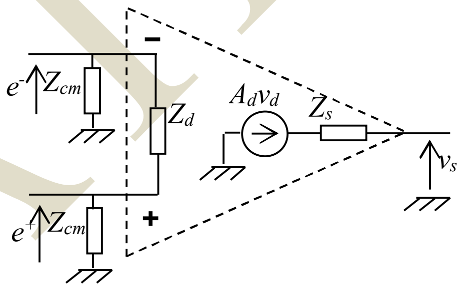
*Caractéristique de transfert d'un **AOP réel***



*Caractéristique de transfert d'un **AOP idéal***

1.3. Schéma équivalent réel et idéal de l'AOP

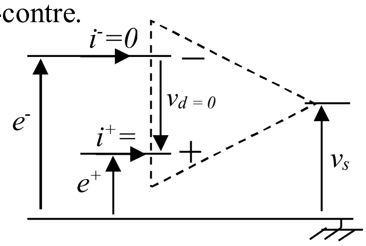
Le **schéma équivalent réel** de l'AOP est représenté ci-contre.



- ***Z_d* :** impédance différentielle entre les entrées « + » et « - », de très grande valeur (***10^6*** à ***$10^{12}\Omega$)***.
- ***Z_{cm}* :** impédance en mode commun entre chaque entrée et la masse, de valeur très grande.
- ***Z_s* :** impédance de sortie de l'AOP, de faible valeur.
- Le gain ***A_d*** de l'AOP est grand (ordre ***10^6***).

Le **schéma équivalent idéal ou parfait** de l'AOP est représenté ci-contre.

- ***$Z_d = \infty \rightarrow i^- = i^+ = 0$;***
- ***$Z_{cm} = \infty$;***
- ***$Z_s = 0$;***
- ***$A_d = \infty$***
- ***$v_d = 0 \rightarrow e^- = e^+$.***



> ***Remarque 1:***
> *L'étude des caractéristiques des AOPs réels montre que l'approximation de l'AOP idéal est largement justifiée. Ainsi, pour l'étude théorique, l'AOP idéal est adopté, sauf indication contraire.*

1.4. Fonctionnement de l'AOP

Utilisé tout seul, l'AOP est en régime de saturation ($v_s = \pm V_{sat}$). On dit qu'il fonctionne en **régime non linéaire**.

Pour être en **régime linéaire**, il faut appliquer une contre réaction en boucle fermée qui permet de réduire le gain du montage. Pour que le système soit stable, le signal de réaction doit être réinjecté sur l'entrée « - ». La sortie est connectée à l'entrée « - » à travers un composant passif (résistance par exemple).

Si le signal de réaction est réinjecté sur l'entrée « + », c'est à dire la sortie est connectée à l'entrée « + » à travers un composant passif, l'AOP est en **régime non linéaire**.

A retenir :

- ***En régime linéaire*** : $v_d = (e^+ - e^-) = 0$
- ***En régime de saturation*** : $v_d > 0 \Rightarrow v_S = +V_{SAT}$
  $v_d < 0 \Rightarrow v_S = -V_{SAT}$

Pour la suite du cours, l'AOP est supposé idéal.

2. Montages à Amplificateur opérationnel

2.1. Montages linéaires

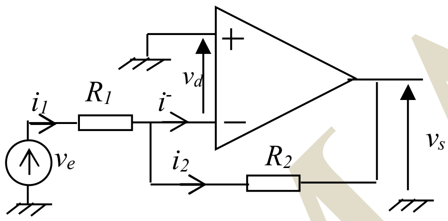
2.1.1. Montage amplificateur inverseur

On a : $v_e = R_1 i_1$ et $v_s = -R_2 i_2$

D'où : $v_s = -(R_2/R_1).v_e$

Ainsi : le gain en tension du montage est : $G = v_s / v_e = -R_2/R_1$

v_e et jaune et v_s en bleu



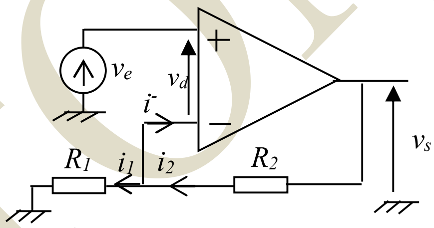
2.1.2. Montage amplificateur non inverseur

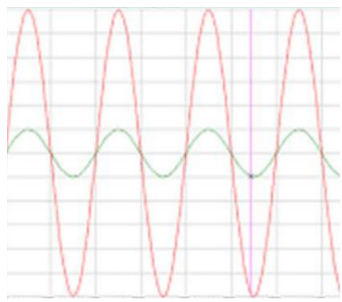
On a : $v_e = e^-$ $i_1 = i_2$ $\Rightarrow$ $e^- / R_1 = (v_s - e^-) / R_2$ $\Rightarrow$ $v_s = (1 + R_2 / R_1).e^-$

D'où : $v_s = (1+ R_2/R_1).v_e$

Ainsi : le gain en tension du montage est : $G = v_s / v_e = (R_1+ R_2)/R_1$

v_e et vert et v_s en rouge



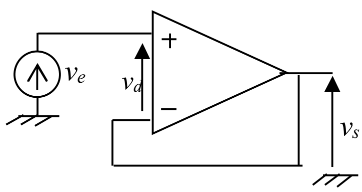


2.1.3. Montage suiveur

On a : $v_s = e^-$ et $v_e = e^+$

D'où : $v_s = v_e$

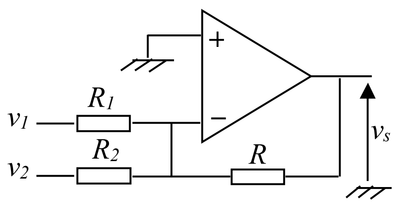
Ainsi : le gain en tension du montage est : $G = 1$



2.1.4. Montage sommateur de tensions

On a : $v_s = -(\frac{R}{R_1}v_1 + \frac{R}{R_2}v_2)$

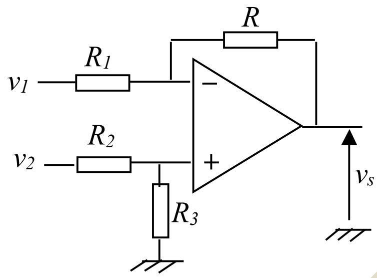
Si $R_1 = R_2$ alors : $v_s = -\frac{R}{R_1}(v_1 + v_2)$



2.1.5. Montage amplificateur de différence

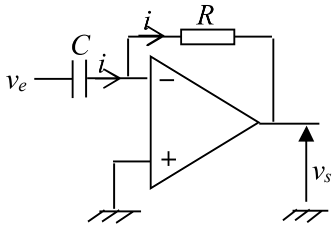
On a : $\boldsymbol{v_s = \frac{R_3}{R_2+R_3}\left(1+\frac{R}{R_1}\right)v_2 - \frac{R}{R_1}v_1}$

Pour $\boldsymbol{R_2 = R_1}$ et $\boldsymbol{R_3 = R}$ on a : $v_s = \frac{R}{R_1}(v_2 - v_1)$



2.1.6. Montage dérivateur

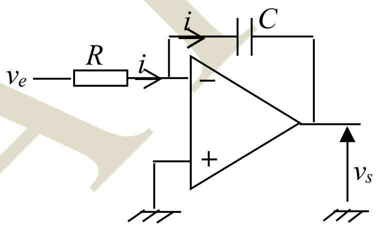
On a : $\boldsymbol{v_s = -Ri = -RC\frac{dv_e}{dt}}$



Notes 1:
- *Le dérivateur est utilisé dans les systèmes de régulation pour surveiller le taux de variation de grandeurs physiques telles : la température ou la pression.*
- *En ajoutant une résistance en série avec le condensateur, on obtient le schéma d'un **filtre actif passe-haut**.*

2.1.7. Montage intégrateur

On a : $\boldsymbol{i = \frac{v_e}{R} = -C\frac{dv_s}{dt}}$ $\Rightarrow$ $\boldsymbol{v_s = -\frac{1}{RC}\int v_e\,dt}$



Note 2:
- *En pratique le montage adopté comprend une résistance R' mise en parallèle sur la capacité, ce qui permet d'éviter la saturation en sortie de l'AOP pour la composante continue.*

2.1.8. Amplificateur logarithmique

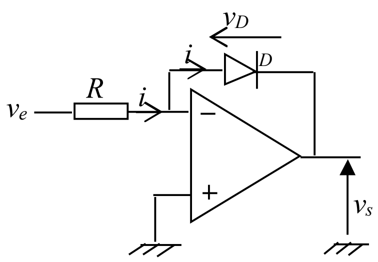
La tension aux bornes et le courant dans la diode sont tels que: $\boldsymbol{i = I_s\left(e^{\frac{v_D}{v_0}} - 1\right) \approx I_s e^{\frac{v_D}{v_0}}}$

Avec la tension $\boldsymbol{v_0}$, dite tension thermodynamique, d'une valeur de ***25 mV*** environ, et $\boldsymbol{I_s}$ le courant de saturation de la diode.

On a : $\boldsymbol{v_e = Ri}$ et $\boldsymbol{v_D = -v_s}$

D'où : $\boldsymbol{v_e = RI_s e^{\frac{-v_s}{v_0}}}$

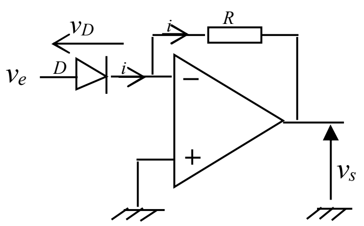
Ainsi : $\boldsymbol{v_s = -v_0 \ln\left(\frac{v_e}{RI_s}\right)}$



2.1.9. Amplificateur exponentiel

On a : $\boldsymbol{v_s = -Ri}$ *et* $\boldsymbol{v_D = v_e}$

D'où : $\boldsymbol{v_s = -RI_s e^{\frac{v_e}{v_0}}}$



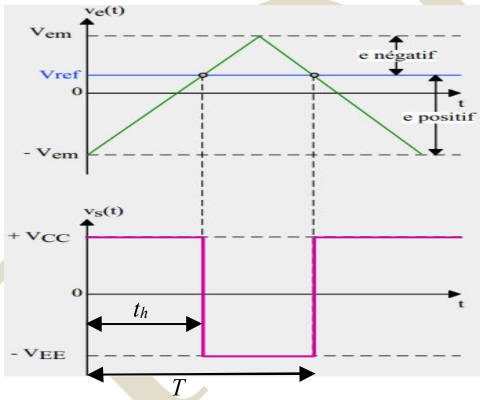
Remarque 2:
En pratique, on trouve des circuits intégrés tout faits comprenant le montage Log, le montage exponentiel. Ces montages sont des multiplieurs analogiques et servent notamment, en mesure, à linéariser certains capteurs.

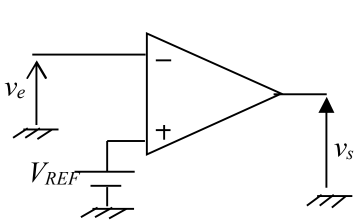
2.2. Montages non-linéaires

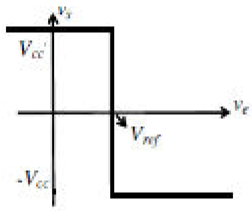
2.2.1. Comparateur à un seuil

La fonction "*comparateur*" simple consiste à comparer une grandeur d'entrée v_e à une valeur constante V_{REF}.

Si $\boldsymbol{V_e > V_{REF}}$ **:** $\boldsymbol{V_s = V_{sat-}}$ (*niveau bas ou 0 logique*)
Si $\boldsymbol{V_e < V_{REF}}$ **:** $\boldsymbol{V_s = V_{sat+}}$ (*niveau haut ou 1 logique*)





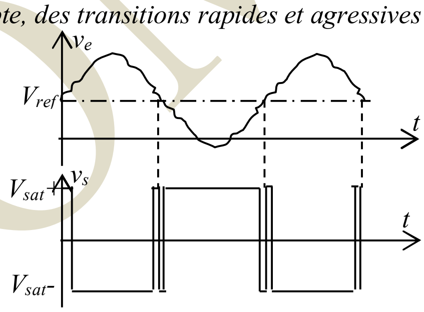


Remarques 3:

- *La tension de sortie ne peut donc prendre que* ***deux états*** *(haut et bas).*
- *Le passage de l'un des états à l'autre est appelé* ***basculement****.*
- *La tension constante* $\boldsymbol{V_{REF}}$ *est appelé* ***seuil de basculement****.*
- *Le* ***rapport cyclique*** *du signal de sortie est* $\boxed{\boldsymbol{r}(\%) = \frac{t_H}{T} * \mathbf{100}}$*, avec* $\boldsymbol{t_h}$*, le temps de l'état haut et* ***T,*** *la période.*
- *Un montage comparateur non-inverseur existe, en faisant permuter les emplacements des deux entrées* $\boldsymbol{v_e}$ *et* $\boldsymbol{V_{REF}}$*.*

Notes 3:

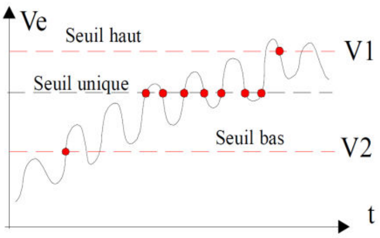
- *En fait, le signal d'entrée est toujours entaché de bruit.*
- *Si on n'en tient pas compte, des transitions rapides et agressives entre les états haut et bas apparaissent.*

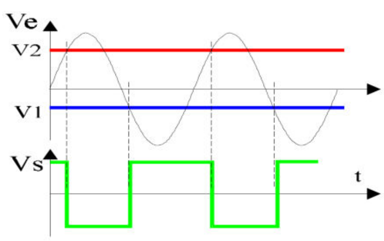


- *Les comparateurs à hystérésis apportent une solution par rapport aux parasites présents sur le signal d'entrée.*

2.2.2. Comparateur à 2 seuils (à hystérésis ou Trigger de Schmitt)

Avec un comparateur à deux seuils, le système n'oscille pas, si l'écart entre les seuils est supérieur à l'amplitude des fluctuations du signal d'entrée.





L'amplificateur opérationnel fonctionne en ***régime de saturation*** :

$$v_d > 0 \Rightarrow v_S = +V_{SAT}$$
$$v_d < 0 \Rightarrow v_S = -V_{SAT}$$

Basculement de la tension de sortie : $v_d = e^+ - e^- = 0$ soit $e^+ = e^-$

Pour le montage ci-dessous, la tension sur l'entrée « e^+ » vaut : $e^+ = E + R_1 I$, la tension sur l'entrée « e^-» vaut : $e^- = v_e$ et $v_s = R_2 I + e^+$. Donc, $I = \frac{v_s - e^+}{R_2}$.

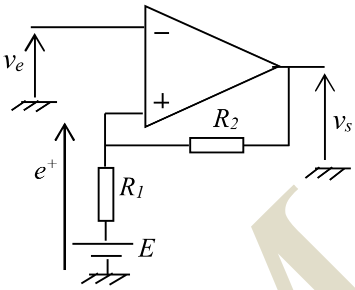
Le montage bascule donc pour la tension d'entrée $v_e = \frac{R_1}{R_1+R_2}\left(E + \frac{R_1}{R_2} v_s\right)$.

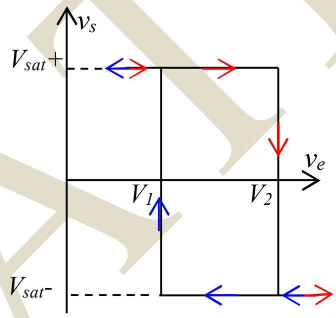
Or la tension de sortie v_s ne peut prendre que *deux valeurs* ($\pm V_{SAT}$), le montage possède donc <u>*deux seuils de basculement*</u> :

Pour $v_s = +V_{SAT}$, $\boxed{v_e = V_{Haut} = V_2 = \frac{R_1}{R_1+R_2}\left(E + \frac{R_1}{R_2} V_{SAT}\right)}$

Pour $v_s = -V_{SAT}$, $\boxed{v_e = V_{Bas} = V_1 = \frac{R_1}{R_1+R_2}\left(E - \frac{R_1}{R_2} V_{SAT}\right)}$

La fonction de transfert $v_s = f(v_e)$ est appelée « ***cycle d'hystérésis*** ». Les flèches représentent le sens de parcours de ce cycle.





<u>Remarque 4:</u>

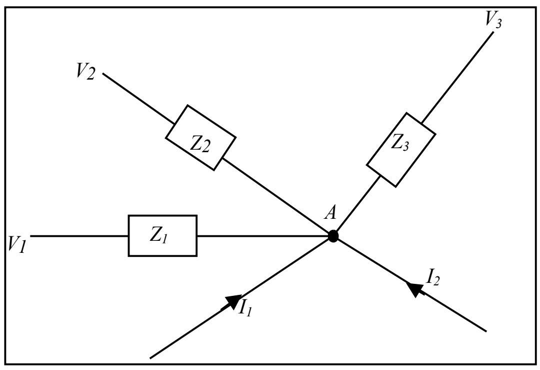
- *Un montage comparateur à 2 seuils non-inverseur existe, en faisant permuter les emplacements des deux entrées v_e et E.*

3. Théorème de MILLMAN

Le théorème de Millman est une traduction de la loi des nœuds. L'utilisation de ce théorème permet souvent d'obtenir rapidement la solution des problèmes relatifs aux amplificateurs idéaux.

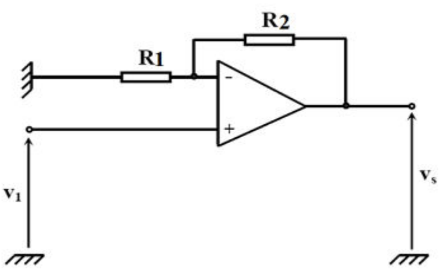
Soient V_1, V_2, V_3 et V_A désignent les potentiels électriques aux points considérés. La loi des nœuds au point A est :

$$V_A = \frac{\frac{V_1}{Z_1} + \frac{V_2}{Z_2} + \frac{V_3}{Z_3} + I_1' + I_2'}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}}$$



<u>Exemple :</u>

On demande de chercher la relation entres v_s et v_1, du montage ci contre.

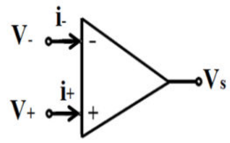


Les étapes à suivre pour résoudre ce problème sont :

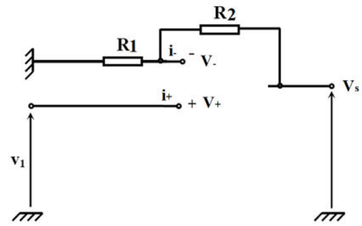
1) *Appliqué les suppositions suivantes :*

   $\boldsymbol{V^+ = V^-}$

   $\boldsymbol{I^+ = I^- = 0}$



2) *Supprimer l'AOP :*



3) *Il suffit d'étudier un simple circuit électrique en utilisant la loi des mailles et des nœuds ou lois de Millman.*

En appliquant Millman, on a : $\boldsymbol{V^- = \dfrac{\frac{0}{R_1}+\frac{v_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}}}$

Et : $\boldsymbol{V^+ = v_1}$

Sachant que $\boldsymbol{V^+ = V^-}$**,** on aura: $\boldsymbol{v_1 = \dfrac{\frac{0}{R_1}+\frac{v_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}}}$

Après simplification, on obtiendra au final : $\boxed{\boldsymbol{v_s = v_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}}$